

⑨ 日本国特許庁(JP)

⑩ 特許出願公開

⑫ 公開特許公報(A)

昭62-107533

⑪ Int. Cl.⁴

識別記号

庁内整理番号

⑬ 公開 昭和62年(1987)5月18日

H 04 B 3/23

7323-5K

審査請求 有 発明の数 1 (全7頁)

⑭ 発明の名称 伝送回路網における平坦遅延の決定方法

⑮ 特 願 昭61-230244

⑯ 出 願 昭61(1986)9月30日

優先権主張 ⑰ 1985年10月30日 ⑱ フランス(FR) ⑲ 85430038.1

⑳ 発 明 者 クロード・ギヤラン フランス国06800カンヌ・シュール・メール、アベニュー・
デ・チュリエール56番地

㉑ 発 明 者 ギ・ブラテル アメリカ合衆国ノースカロライナ州ダーム、ジェイ・ペリス・
ドライブ5212番地

㉒ 出 願 人 インターナショナル・アメリカ合衆国10504、ニューヨーク州 アーモンク(番
ビジネス・マシーン 地なし)
ズ・コーポレーション

㉓ 代 理 人 弁理士 山本 仁朗 外1名

明 細 書

1. 発明の名称 伝送回路網における平坦遅延の決定方法

2. 特許請求の範囲

端末装置に供給すべき出力信号が入力信号内でフィードバック信号またはエコー信号を発生し、1部にだけフィルタ・タップ及び係数を有し、残りの部分が平坦遅延を与える様に構成されたフィルタ遅延線を含み上記出力信号を入力して上記入力信号から減算されるエコーのレプリカを発生する適応性デジタル・フィルタを有する双方向伝送回路網において、

- (a) 相続く出力サンプルのブロックのエネルギーを測定して、遅延して出力エネルギー値の α (*)のブロックの遅延シーケンスを求め、
- (b) 相続く入力サンプルのブロックのエネルギーを測定して、入力エネルギー値 α (*)のブロックを遅延し、
- (c) 一定期間にわたる上記 α (*)と α (*)の相互

相関関数を求め、

- (d) 上記ブロックのエネルギーの相互相関関数の最大値を検出して平坦遅延の長さを決定し、
- (e) これによつてエコーのレプリカの平坦遅延線の長さを設定する段階を有する、

伝送回路網における平坦遅延の決定方法。

3. 発明の詳細な説明

A. 産業上の利用分野

本発明はデジタル伝送、具体的には回線網中のエコーを相殺する装置に関する。本発明は特に音声伝送回路に適用される。

B. 従来技術

電話回路網上における双方向音声伝送は現在部分的に2線双方向線路及び部分的に1組の2本の単方向線路、特に4線線路と呼ばれるものによつてなされている。2線と4線線路間の接続(及びその逆の接続)はいわゆるハイブリッド変成器によつてなされている。これ等の変成器は全周波数帯

特開昭62-107533(2)

域にわたってインピーダンスが整合した負荷を与える事は出来ず、同じハイブリッド変成器に接続した単方向線路間を完全に分離する事は実際には不可能である。この結果いわゆるエコー（反響）が発生する。即ち単方向線路の1つ上の音声信号の一部が他の単方向線路を通って送信者に送り戻される。

近距離通話の場合は、話者の口からの発声と耳までのフィードバックの遅延は極めて短かいので、エコーは特に問題とはならない。これ等の状況の下では、エコーはほとんど気付かれない。ところが、音声信号とこれに対応して発生したエコーとの間にかなり大きな遅延が存在する長距離通話の場合にはエコーがわずらわしくなり、これ等のエコーは除去されなければならない。

エコーの問題を解決するのにいくつかの解決方法がすでに提案されている。これ等の解決方法は2つの大きなカテゴリー、即ちエコーの抑圧もしくはエコーの相殺（キャンセル）に分類される。前者のカテゴリーは手荒な解決方法であり、2本

(3)

サブレッサの出力信号とハイブリッド変成器に送られる信号との相互相関に基づき勾配法によつて調整されている。

エコーの経路が32ミリ秒長で、音声信号が8KHzでサンプルされるものとする、エコー・フィルタのオーダー（係数）は256になる。フィルタを調節するための計算能力はかなり高くなくてはならず、例えば毎秒4000000回の乗算が可能でなければならない。

フィルタの係数の数、従つて必要な計算能力を節約するために、エコー経路のインパルス応答を平坦な遅延とこれに続く短いインパルス応答（短いフィルタ）で近似出来る事が既に注目されている。上記平坦な遅延が正確に調節された場合に音声伝送回路中のエコー・キャンセラに必要な計算能力の減少が達成される。この様にして使用される有限インパルス応答（FIR）デジタル・フィルタの係数の数は256でなく16乃至48になる。

平坦遅延長（flat delay length）を推

(5)

の単方向線路上の相対的エネルギー・レベルに依存して、単方向線路の1つをスイッチして話者の一方を切り離す事を含む。換言すれば最も大きな声の話者が勝つ。後者の解決方法はより効果的であるが、より精巧な従つてより高価なプロセスを含む。通常、エコー相殺過程では、エコーのレプリカ（複製）を発生してエコーで複写された信号から引算している。

エコーのレプリカの発生には単方向線路上を流れる信号を解析してデジタル・フィルタのタップ係数を調節する過程が必要である。このデジタル・フィルタのインパルス応答はエコーの経路の応答を総合したものでなくてはならない。理論的に説明すると、解析を行うべき時間スロットはハイブリッド変成器とエコー・キャンセラ間の距離に相応していなくてはならない。従つてフィルタ遅延線路も又エコーの経路と同じ長さ（遅延の意味で）にしなければならず、この事はかなり多数のフィルタの係数を動的に調整しなければならない事を意味する。これ等の係数は通常、エコー・

(4)

定するいくつかの方法が提案されている。例えば、システムは任意の音声トラヒックを確立する前に訓練シーケンスで先ず初期設定される。この訓練シーケンスは電話通信が始まる前、即ち有効な音声トラヒックが発呼者と被呼者間に確立される前に単方向線路を介してハイブリッド変成器に送られ、この様にしてハイブリッド変成器から反射する信号を解析して、エコー経路のインパルス応答をプロットし、平坦遅延を測定している。

上述の方法は多くの利点があるとは云え、いくつかの欠点がある。先ず、通信の開始時にモニタリング及びプロトコルを必要とする。又比較的短時間（例えば200ミリ秒）であるとは云え、例えば共通の搬送波に接続する様な或る回路網の構造では受入れ難い。上述の方法はさらにマイクロ・コードをかなり必要とする。これ等の方法は、700の命令、これに伴うメモリの空間等を必要とし、又数ミリ秒間に5MIPS（1000000命令/秒）もの高い処理能力を必要とする。

(6)

特開昭62-107533(3)

C. 発明が解決しようとする問題点

本発明の目的は、通信の開始時の訓練時間が短かく、命令の数が少なく、高い計算処理能力を必要としない、伝送回路網中のエコーを相殺する方法を与える事にある。

D. 問題点を解決するための手段

本発明の方法は音声信号のサンプルでなくエネルギー・データを相互相関する事によつてエコー経路の平坦遅延を評価する。この機能を実現するには2段階を必要とする。即ちエネルギーの相関から始めて、粗な平坦遅延の推定値を得て、より狭い窓中の信号のサンプルを使用して平坦遅延推定値を調整する。

E. 実施例

第2図は現在の電話回路網の2、3の要素を示すブロック図である。加入者音声端末T1と加入者音声端末T2(図示されず)間の通信は先ず双

(7)

つて、Xinがエコーによつて妨害される。

第3図はエコーを相殺するための通常の装置を示す。デジタル・フィルタ16は出経路に接続され、デジタル信号サンプル $x(n)$ が供給される。フィルタの係数C(K)は係数設定装置18によつてセットされ、フィルタ16は理想的にはT1によつて信号が与えられていないものとして、A/D変換器に送られる信号 $y(t)$ のデジタル表示の正確なレプリカである信号 $y'(n)$ を発生しなければならない。この様にしてフィルタの出力をA/Dの出力から減算して、エコー $e(n)$ を相殺する。動作時の係数設定は通常勾配法を使用して行われ、従つて数回の近似段階の後に達成される。これ等の設定値は通信中に時々更新する必要がある。

既に説明したように、フィルタは完全にエコー経路と整合していなければならないから、理論的には多数のタップ及び係数を必要とする。実際には、フィルタの動作はサンプル $x(n)$ に対して乗算を行い、その結果を加算するプログラム制御

(9)

方向線路L1を介して中央交換装置(PBX-構内交換)10に進む。PBX10は双方向(2線)線路L'1を介して回線装置12に接続される。装置12内で音声信号は各々2線線路をなし、両方で4線線路をなす1対の単方向線路L2及びL2'を介して流れる。2線線路から4線線路への交換はハイブリッド変成器Hによつて与えられる。T1によつて与えられた入力信号XinはL'2上を流れ、他方T1に送られるべき出力信号XoutはL2上を流れる。考慮している回路網上の伝送にデジタル回路網部を含む場合にはアナログ-デジタル(A/D)及びデジタル-アナログ(D/A)変換はデジタル処理装置14内で行われなくてはならない。

ハイブリッド変成器の負荷の整合が音声周波数帯域内で完全であると、T2(図示されず)によつて発生したXout信号は完全にL'1、PBX10及びL1を通つてT1に向う。実際には、完全な整合はあり得ないので、Xoutの一部はエコーとしてH及びL'2を通つてT2に送り戻される。従

(8)

マイクロプロセッサを使用して行われる。計算の作業量はかなり多くなり、全装置が使用不能になる。

完全なレプリカ発生装置はエコー経路のインパルス応答と完全に一致するインパルス応答を有しなければならない。エコー経路のインパルス応答のデジタル表示を第4図に示す。この図は平坦な部分とこれに続くハイブリッド変成器のインパルス応答を示している。エコーのレプリカ発生装置も同じ応答を与えなくてはならない。

エコー相殺処理の負担を妥当なレベルに制限するための1つの解決方法は、従つて第4図に示したフィルタの前に平坦遅延線を使用する事を含む。換言すると、遅延したサンプルの一部だけがデジタル・フィルタによつて効果的に処理され、従つてフィルタ16の遅延線の1部だけが第1図のフィルタに使用される。従つて係数設定装置18は係数を初期設定するための装置20及び係数値を更新するための装置22を含むだけでなく初期設定段階中に平坦遅延線の長さをその最速値に調

(10)

特開昭62-107533(4)

整する装置を含む。ここで解決しなければならない主な問題はハイブリッド変成器のインパルス応答を合成するフィルタを最適化するために平坦遅延線の長さをどの様にして調整するかにある。

本発明の方法の詳細を第5図に従つて説明する。この方法は短時間(例えば2ミリ秒)の出(X_{out})と入(X_{in})信号のエネルギー値を相互相関して粗な平坦遅延値を決定し、次に限定した数の音声信号サンプル $X_{out}(n)$ 及び $X_{in}(n)$ を相互相関する事によつて、より正確に最適な平坦遅延を決定する事に基づく。

本発明の装置を組み込む回路網にはPCMブロック圧伸(BCPCM)符号選択技法を使用したデジタル符号装置が与えられている事を想起されたい。BCPCMでは音声信号は20ミリ秒の相継ぐセグメントに分割され、各セグメントが例えば256のサンプルのブロックを与える。これ等のサンプルが一緒にブロックとして符号化され、電話回路網上に伝送される。従つて $X_{out}(n)$ 及び $X_{in}(n)$ はこの様な20ミリ秒長のサンプル

(11)

は、 $T_{max} < 32$ msecであるから $N_2 = 16$ である。信号 $X_{out}(n)$ は又、 $T_{max}/8$ KHz(実際には256)のタップより成る遅延線103にも送られる。遅延線103は又エコー・キャンセラ・フィルタ104にも使用される。

入信号 $X_{in}(n)$ は出信号 $X_{out}(n)$ と同じ様に処理される。即ち、そのエネルギーは装置105で2ミリ秒のブロック毎に計算され、20ミリ秒のブロック当り $N_1 = 10$ のシーケンス値 $\psi(n)$ を与える。従つて $\psi(n)$ は入力エネルギー・ブロックを表わしている。

各20ミリ秒のブロック毎に、これ等の10個の値が装置106に送られ、ここで次の記号で示すシーケンス間の相互相関関数 $R(k)$ を計算する。

$$\psi(n) \quad (n = 1, \dots, N_1 = 10)$$

$$\psi(n) \quad (n = 1, \dots, (N_2 + N_1) = 26)$$

ここで $\psi(n)$ シーケンスの最後の N_1 個のサンプルは、現在のブロックに対応する $\psi(n)$ シーケンスの N_1 個のサンプルを表わし、一方 $\psi(n)$

(13)

のブロックを含む。

第5図に示した方法は平坦遅延の決定に使用する2つの相互相関形成ブロック106及び107を含んでいる。理想的には、相互相関は入力及び出力の音声シーケンス $X_{in}(n)$ 及び $X_{out}(n)$ 間で評価する事が好ましいが、この計算にはかなりの処理の負担がかかる。処理の負担を出来るだけ低くして、利用可能な計算能力を音声の圧縮/伸長の様な他のタスクの実行に使用するために、ハイブリッド平坦遅延の2段階決定が提案される。

音声信号 X_{out} のエネルギーを生ず装置100中で2ミリ秒のブロックについて計算する。結果の N_1 個のサンプルのシーケンス即ち出力エネルギー・ブロック $\psi(n)$ (20ミリ秒のブロック当り $N_1 = 10$)を遅延線102に送る。遅延線102は N_2 個のタップを含む。 N_2 は次の式を満足する様に選択される。

$$N_2 \times 2 \text{ msec} \geq T_{max}$$

ここで T_{max} は最大の予想されるハイブリッド変成器インパルス応答の持続時間である。実際に

(12)

シーケンスの最初の N_2 個のサンプルは、遅延線102によつて遅延した前のサンプルを表わす。

$$R(k) = \sum_{n=1}^{N_1} \psi(n) \cdot \psi(n) (N_2 - n - k)$$

$$k = 0, \dots, N_2$$

$R(k)$ 関数の最大値を求めるために、エコー経路中の平坦遅延FDLの粗な値を決定する。 $R(k)$ の最大値の位置が粗な平坦遅延値を示す。エコー・キャンセラ・フィルタ遅延線103は従つて何にことわらないかぎりFDLと呼ぶ粗な平坦遅延部分($FDL \times 16$)を与える様に調節される。相互相関がエネルギー・シーケンスについて計算されたが、各エネルギー値は2ミリ秒の音声(16個の音声のサンプル)についてであつた。上述の如く、この戦略の目標は処理の負担を軽減するため各20ミリ秒のブロックのための式(1)を計算する事である。処理の負担は1入力ブロック当り $N_2 \times N_1 = 16 \times 10 = 160$ 回の積、即ち8 KHzの入力サンプル当り1つの積の計算になる。

しかしながら、処理の負担が極めて軽くなつた

(14)

特開昭62-107533 (5)

とは云え、一度エコーの平坦遅延FDLを求めてしまうと、16個のサンプルの不確実性が常に残る。しかしながらこの不確実性は第2の段階で解決する。第2の段階では音声サンプル自体の相互相関を装置107で計算する。この装置107は一方に入力サンプル $X_{in}(n)$ 及び他方に粗な推定遅延線FDLによつて遅延した出力サンプル $X_{out}(nFDL)$ を受入れて次の別の相互相関関数を計算する。

$$(2) R'(k) = \sum_{n=1}^{N_3} X_{in}(n) \cdot X_{out}(nFDL-k)$$

$$k = N_2, \dots, N_2$$

N_3 は範囲内に選択される。

$$N_2 < N_3 < N_1 \times N_2$$

ここで、 X_{out} の指標の負の値は遅延線103中に記憶されている前のサンプルを参照している事に注意されたい。

最大値を求めて $R'(k)$ を検べる事により遅延のインクリメント即ちデルタ遅延(DFDL)がわかる。この値はDFDLの変動値によつて平坦遅

(15)

実際の平坦遅延の決定では3乃至4個、即ち60乃至80ミリ秒のブロックの計算をする。従つて、本発明の方法は最初に受取つて一声中もしくは伝送中及びダイヤル・トーン中に処理される。この場合、この信号の短時間の定常性が $R(x)$ の解析を改良する事が期待される。

FOL及びDFDLを計算し、平坦遅延線を調整するこの所謂学習期間中は、システムはエコー抑圧モードで動作する。この目的のために、2ミリ秒ブロック・エネルギー $\epsilon(n)$ 及び $\psi(n)$ を装置SUM中で累積して、夫々エネルギー表示EL及びERを与える。これ等の2つの値はエコー抑圧スイッチ108を制御するのに使用される。この制御は比 EL/ER を所与の閾値と比較する事によつて行われる。もし EL/ER が1より大きいとエコー抑圧フラッグ発生器109が0フラッグを発生し、スイッチ108は閉じたままである。それ以外の時は EL/ER 比を予定の閾値 α と比較してエコー抑圧フラッグを1にセットしなければならぬかどうかを決定する。 EL/ER が α に

(17)

遅延線103をより正確に調節するのに使用する。

実際に、本発明の方法は唯一つの $R(k)$ 関数を直接使用するのでなく、相関関数のピークのヒストグラムを考える事によつてさらに改良される。この目的のために、所定の数の相継ぐブロックについていくつかの相互相関関数を累積する。次にFDLの値をヒストグラムのピークによつて調整する。

又、本発明の方法は再び $\psi(n)$ 及び $\epsilon(n)$ シーケンスの微分の符号に基づいて $R(k)$ を計算する事によつてさらに改良される。これによつてハイブリッド利得が高い場合に生ずるスケージングの問題が自動的に解決される。

一度FDL及びDFDLが決定されると、エコー・キャンセラ・フィルタ104はこのフィルタ104の前にある。(16FDL+DFDL)の長さの平坦遅延を与える様に調節した遅延線103で付勢される。このフィルタ104のタップは、エコー・キャンセラ適応装置110及び通常の勾配法を使用して調整される。

(16)

近いあいまいな状態が発生するが、この場合はいくつかの EL/ER を相継いで測定して、セットの選択の確定の助けにする。

F. 発明の効果

以上説明したように、本発明によれば、通信の開始時の訓練時間が短かく、命令の数が少なく、高い計算処理能力を必要とせず、伝送回路中のエコーを相殺する方法が与えられる。

4. 図面の簡単な説明

第1図はエコー・キャンセラのブロック図である。第2図は電話回路網の1部のブロック図である。第3図は通常の電話回路網内のエコー・キャンセラの位置を示す図である。第4図はエコー・キャンセラ・フィルタのインパルス応答を示す図である。第5図は本発明を詳細に示すブロック図である。

10...中央交換装置、12...国際回線装置、14...デジタル処理装置、16...デジタル・フィルタ、18...係数設定装置、20...

(18)

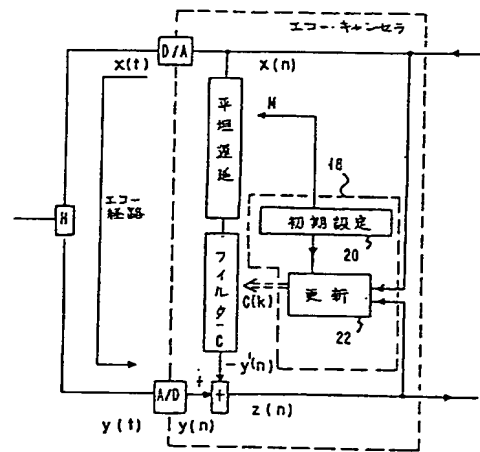
特開昭62-107533 (6)

初期設定装置、22...係数更新装置、100...
 ..エネルギー計算装置、102、103...遅延線、
 104...エコー・キャンセラ・フィルタ、10
 5...エネルギー計算ブロック、106...粗平坦
 遅延推定装置、107...密平坦遅延推定装置、
 108...エコー抑圧スイッチ、109...エ
 コー抑圧フラグ発生装置、110...エコー・キ
 ャンセラ適応装置、H...ハイブリッド変成器。

出願人 インターナショナル・ビジネス・マシーンス・コーポレーション

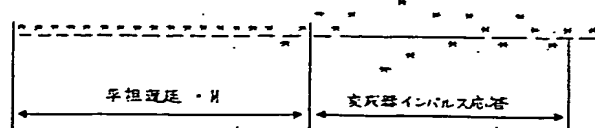
代理人 弁理士 山 本 仁 朗
(外1名)

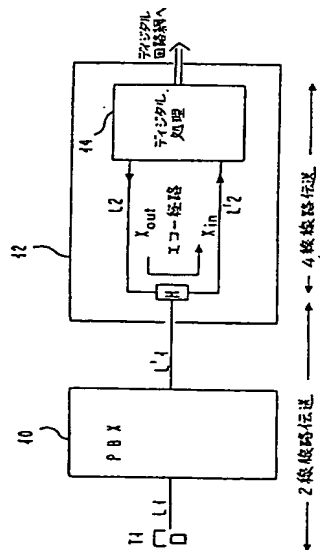
(19).



本発明のエコー・キャンセラ

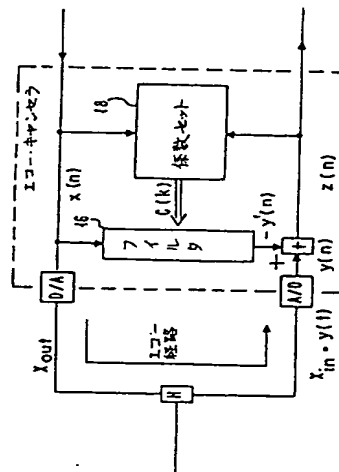
第1図

第4図
応答



電話回路網の
ブロック図

2楼



送受装置
エコーモキヤンセルするT:170の

3 樓